

2002 P 07088



(19) BUNDESREPUBLIK
DEUTSCHLAND



DEUTSCHES
PATENTAMT

(12) Offenlegungsschrift
(10) DE 42 24 214 A 1

(51) Int. Cl. 5:
H 03 M 13/00
H 04 L 27/00

By

DE 42 24 214 A 1

(21) Aktenzeichen: P 42 24 214.2
(22) Anmeldetag: 22. 7. 92
(23) Offenlegungstag: 27. 1. 94

(71) Anmelder:
Deutsche Forschungsanstalt für Luft- und Raumfahrt
eV, 53127 Bonn, DE

(74) Vertreter:
von Kirschbaum, A., Dipl.-Ing., Pat.-Anw., 82110
Germering

(72) Erfinder:
Hagenauer, Joachim, Prof. Dr., 8031 Seefeld, DE

Prüfungsantrag gem. § 44 PatG ist gestellt

(54) Verfahren zur quellengesteuerten Kanaldecodierung durch Erweiterung des Viterbi-Algorithmus

(57) Bei einem Verfahren zur quellengesteuerten Kanalcodierung durch Erweiterung des Viterbi-Algorithmus werden zur Bevorzugung bestimmter Informationsbits eine Anzahl Zustände, z. B. die Zustände mit $u_k = +1$, durch einen Metrikzuschlag B_k angehoben oder abgesenkt werden, über welchen Apriori- oder Aposteriori-Information vorliegt, und welcher aus der Wahrscheinlichkeit $P(u_k = 1)$ passend zu dem Metrikkrement

$$\lambda_k = \sum_{i=1}^N a_{k,i} x_{k,i} y_{k,i}$$

ermittelt wird, nämlich

$$B_k = \frac{u_k L_k}{L_{\alpha k}}$$

bei einem binären symmetrischen Kanal (BSC) und

$$B_k = \frac{u_k L_k}{E_s/N_0 \log e}$$

beim Gaußschen und Fadingkanal, wobei

$$u_k L_k = \log \frac{P(u_k = +1)}{P(u_k = -1)}$$

ist, und E_s/N_0 das Signal-Rauschleistungsverhältnis (SNR) und

$$L_{\alpha k} = \log \frac{1 - P_{ok}}{P_{ok}}$$

mit der Fehlerwahrscheinlichkeit P_{ok} des binären symmetrischen Kanals (BSC) ist.

Dieses Verfahren zur Erweiterung des Viterbi-Algorithmus einschließlich dessen Weiterbildungen lässt sich in besonders vorteilhafter und zweckmäßiger Weise entsprechend angepasst zur Verbesserung der Decodierung im D-Netz nach dem GSM-Standard einsetzen.

BEST AVAILABLE COPY

DE 42 24 214 A 1

Beschreibung

Die Erfindung betrifft ein Verfahren zur quellengesteuerten Kanaldecodierung durch Erweiterung des Viterbi-Algorithmus unter Einbeziehung von Apriori- und Aposteriori-Informationen über die Quellensymbole.

Bei digitaler Übertragung von Quellsignalen, wie Sprache, Ton, Bilder, Fernsehen, wird nach einer Quellen-codierung, beispielsweise einer Pulscodemodulation (PCM), einer redundanz- oder irrelevanzmindernden Co-dierung (MUSICAM), usw. eine Codierung im weitesten Sinn angewendet, beispielsweise in Form von

- a) Kanalcodierung,
- b) codierter Modulation,
- c) Übersprechen, beispielsweise durch Mehrwegausbreitung am Kanal.

In vielen, wenn nicht sogar in den meisten Fällen lassen sich die vorstehend unter a) bis c) angeführten Übertragungsmethoden durch eine sogenannte "finite state"-Maschine mit v Zuständen darstellen. Beispiele hierfür sind Faltungscodes, trellis-codierte Modulationsverfahren, eine mehrstufige codierte Modulation, Übertragungskanäle mit Übersprechen, Magnetaufzeichnungskanäle u. ä.. Die Ausgangssymbole werden nach einer Übertragung gestört empfangen, und mittels eines Empfängers sind die Quellendaten zu detektieren, um das Nutzsignal wieder herzustellen.

Bei einer Verwendung von Schieberegistern oder der sogenannten "finite state"-Maschine werden dazu vorteilhafterweise der Viterbi-Algorithmus (VA), eine sequentielle Codierung der M-Algorithmus oder davon abgeleitete Algorithmen eingesetzt. Die Algorithmen und die damit realisierten Geräte führen eine "Maximum-Likelihood"- (ML-) Schätzung oder eine "Maximum-A-Posteriori"- (MAP-) Schätzung der Quellendaten durch. Fehler bei einer solchen Schätzung führen zu Fehlern in den Quellsignalen, insbesondere dann, wenn signifikante Symbole, wie beispielsweise wichtigste Bits bei der PCM-Codierung, verfälscht werden.

Der Viterbi-Algorithmus ist Stand der Technik und wird in großem Umfang bei den vorstehend unter a) bis c) angeführten Anwendungen eingesetzt. Ferner existieren verschiedene Erweiterungen und Implementationsformen des Viterbi-Algorithmus, darunter der Soft-Output-Viterbi-Algorithmus (SOVA), der in der Patentschrift DE 39 10 739 beschrieben ist, in welcher noch weitere Veröffentlichungen zu dem Viterbi-Algorithmus angeführt sind.

Der zu einer Detektion, d. h. beispielsweise zu einer Demodulation Entzerrung, Decodierung u.ä., verwendete Viterbi-Algorithmus kann in der gegenwärtigen Form keine Apriori- oder Aposteriori-Kenntnis der Impulsdatenfolge verwenden, obwohl diese häufig verfügbar ist, wie beispielsweise bekannte Bits oder bekannte Bithäufigkeiten bzw. mit Hilfe von Methoden, wie sie nachstehend noch im einzelnen beschrieben werden, gewonnen werden kann. Ein Viterbi-Algorithmus, der in derselben Weise wie bisher benutzt wird, kann diese Informationen jedoch nicht verwenden.

Aufgabe der Erfindung ist es daher, ein Verfahren zur Erweiterung des Viterbi-Algorithmus zu schaffen, bei welchem bei einer Detektion Informationen über die Quellenbits in vorteilhafter Weise mitverwendet werden können.

Gemäß der Erfindung ist dies bei einem Verfahren zur Erweiterung des Viterbi-Algorithmus durch die Schritte im kennzeichnenden Teil des Anspruchs 1 erreicht. Vorteilhafte Weiterbildungen sind Gegenstand der auf den Anspruch 1 unmittelbar oder mittelbar rückbezogenen Unteransprüche. Das erfindungsgemäße Verfahren zur Erweiterung des Viterbi-Algorithmus einschließlich dessen Weiterbildungen lässt sich in besonders vorteilhafter und zweckmäßiger Weise zur Verbesserung der Decodierung im D-Netz nach dem GSM-Standard entsprechend den Verfahrensschritten im Anspruch 5 einsetzen.

Gemäß der Erfindung werden bei dem Verfahren zur Erweiterung des Viterbi-Algorithmus einige Zustände, beispielsweise die Hälfte durch einen Metrikzuschlag angehoben oder abgesenkt, um bestimmte Informationsbits zu bevorzugen, über welche A-priori- oder A-posteriori-Information vorliegt. Hierbei wird der Metrikzuschlag aus der Wahrscheinlichkeit $P(u_k = 1)$ passend zu dem Metrikinkrement ermittelt.

Hierbei kann das erfindungsgemäße Verfahren in Form eines in Hardware, Firmware oder Software ausgeführten Zusatzes ausgeführt sein, welcher allen eingangs angeführten Detektionsverfahren a) bis c) auf einfache Weise hinzugefügt werden kann und bei sehr vielen Quellsignalen zu einer beträchtlichen Verbesserung der Signalqualität führt, wenn bei der Übertragung von codierten Signalen Störungen auftreten. Bei Kenntnissen über Statistik, Korrelation u.ä. der Informationsfolge wird die Detektion erheblich verbessert, da der Viterbi-Algorithmus besser gesteuert wird. Ferner kann ein Verfahren zur Detektion unter Berücksichtigung von Quelleninformation in besonders vorteilhafter Weise beispielsweise direkt bei der Übertragung im Mobilfunknetz D nach dem GSM-Standard eingesetzt werden.

Nachfolgend wird die Erfindung anhand von bevorzugten Ausführungsformen unter Bezugnahme auf die anliegenden Zeichnungen im einzelnen erläutert. Es zeigen:

Fig. 1 einen Ausschnitt aus einem sogenannten Schieberegister-Trellis;

Fig. 2 eine schematische Darstellung eines Beispiels einer 16 Bit Pulscodemodulation (PCM);

Fig. 2a eine schematische Darstellung von Übergangswahrscheinlichkeiten bei korrelierten Binärzeichen;

Fig. 3 ein Diagramm eines gemessenen Wahrscheinlichkeitsverhältnisses

$$L_k = \log \frac{P(u_k = 1)}{P(u_k = -1)}$$

für fünffach überabgetastete PCM;

Fig. 4 eine schematische Darstellung von Übergangswahrscheinlichkeiten bei korrelierten Binärzeichen;

Fig. 5 ein Blockdiagramm eines verketteten Codesystems;

Fig. 6 eine schematische Darstellung eines Fehlerschutz-Diagramms im Mobilfunknetz D, und

Fig. 7 eine schematische Darstellung zur Realisierung eines Verfahrens zur verbesserten Decodierung im Mobilfunknetz D im GSM-Standard.

Gemäß der Erfindung wird bei einer Decodierung einer verallgemeinerten Codierung in einem sogenannten binären "Trellis" mit 2^v Zuständen decodiert, wobei das Trellis aus dem in Fig. 1 wiedergegebenen Zustandsübergängen aufgebaut ist. Hierbei sind in Fig. 1 mit u die Daten und mit v eine Gedächtnislänge bezeichnet. Die ausgezogenen Rechtecke im "Trellis" veranschaulichen die sich bei diesem Übergang nicht verändernden Bits. Die hellen Kreise sind die Bits mit $+1$, die dunklen die mit -1 . Als Binärdarstellung ist hier $+1$ statt "0" und -1 statt "1" gewählt.

Bei einem Schieben um einen Takt fällt in dem binären "Trellis" das letzte Bit u_{k-1} heraus, und vorne wird das Bit u_k hineingeschoben.

Durch eine Ableitung der A-posteriori-Wahrscheinlichkeiten

$$\max_m p(s^{(m)} | y) \quad (1)$$

mit Hilfe der Bayes'schen Regel und der Zustandsbeziehung

$$P(s_k) = P(s_{k-1}) \cdot P(u_k) \quad (2)$$

ist gezeigt, daß der Viterbi-Algorithmus verändert wird, wobei in Gl. (2) mit $P(s_k)$ bzw. $P(s_{k-1})$ durch die Wahrscheinlichkeit des alten bzw. neuen Zustandes und mit $P(u_k)$ die Wahrscheinlichkeit des neuen Informationsbits bezeichnet sind.

Statt der Kostenfunktion

$$M_k^{(m)} = M_{k-1}^{(m)} + \lambda_k^{(m)} \quad (3)$$

$$\lambda_k^{(m)} = \ln p(y_k | s_{k-1}^{(m)}, s_k^{(m)}) \quad (4)$$

wird eine neue Kostenfunktion verwendet, die folgendermaßen lautet:

$$M_k^{(m)} = M_{k-1}^{(m)} + \lambda_k^{(m)} + \log \frac{P(u_k=1)}{P(u_k=-1)} \quad (5)$$

wobei $M_k^{(m)}$ die Metrik M der m -ten Impulsfolge zum Takt k , mit λ_k der entsprechende Metrikzuwachs und mit P die Wahrscheinlichkeit des Informationsbits u_k bezeichnet sind.

Der "neue" Viterbi-Algorithmus arbeitet im ersten Schritt wie der "alte" Viterbi-Algorithmus, d. h. er berechnet für die neuen Zustände den Metrikzuwachs λ_k und zwei neue Metriken, und er wählt ferner die Metrik $M_k^{(m)}$ mit den niedrigsten Kosten aus und speichert den überlebenden Pfad ab.

Als Implementierungen sind weiterhin die "TRACEBACK" bzw. die "Register-Exchange" Methode möglich.

Gemäß der Erfindung ist der letzte Term in Gl. (5)

$$B_k = \log (P(u_k = 1)/P(u_k = -1)) \quad (6)$$

zu den Metriken der Zustände mit $u_k = +1$ hinzuzuaddieren, bevor der Viterbi-Algorithmus einen Takt weiterschreitet. Bei einer Schieberegisteranordnung sind das die ersten 2^{-1} Zustände. Der Term B_k (Gl. (6)) kann dabei von einem Takt zum anderen wechseln und kann vom Empfänger laufend berechnet werden.

Erfindungsgemäße Methoden hierzu werden nachstehend beschrieben. Weiterhin wird in einigen Beispielen dargestellt, wie der Term B_k in optimaler Weise berechnet wird, insbesondere relativ zu dem Metrikzuwachs λ_k .

Bei der Decodierung des Faltungscodes der Rate $1/N$ nach Übertragung über den binären symmetrischen Kanal (BSC) der codierten Bits $x_{k,i}$ (mit $i = 1, \dots, N$) ist die Fehlerwahrscheinlichkeit P_{ok} gegeben:

$$P(y_{k,i} | s_{k,i}) = \begin{cases} 1 - P_{ok} & Y_{k,i} = X_{k,i} \\ P_{ok} & Y_{k,i} \neq X_{k,i} \end{cases}$$

Dann ist wie üblich der Metrikzuwachs λ_k

$$5 \quad \lambda_k = \sum_{i=1}^N x_{k,i}^{(m)} \cdot Y_{k,i} \quad (7)$$

zu wählen und der neue Term

$$10 \quad B_k = \frac{u_k \cdot L_k}{u_{\alpha k} \cdot L_{\alpha k}} \quad (8)$$

15 mit

$$20 \quad u_k L_k = \log \frac{P(u_k = 1)}{P(u_k = -1)} \quad (9)$$

und

$$25 \quad u_{\alpha k} \cdot L_{\alpha k} = \log \frac{1 - P_{\alpha k}}{P_{\alpha k}} \quad (10)$$

30 wobei L_k bzw. $L_{\alpha k}$ als Likelihood-Werte bezeichnet werden.

Da die Fehlerwahrscheinlichkeit $P_{\alpha k}$ üblicherweise kleiner als 0,5 ist, ergibt sich

$$35 \quad B_k = u_k \frac{L_k}{L_{\alpha k}} \quad (11)$$

Hierbei ist der Term $u_k L_k$ bei bekanntem Bit $u_k = 1$ auf $+\infty$ und $u_k = -1$ auf $-\infty$ bzw. auf den höchsten oder niedrigsten bei den Metriken verwendeten Wert zu setzen. Am Empfänger sind, wenn die Werte $u_k L_k$ und $L_{\alpha k}$ nicht bekannt sind, gemäß der Erfahrung entsprechende Schätzeinrichtungen vorzusehen.

Bei einer Decodierung am Gaußschen Kanal bzw. am Rayleigh Kanal wird als Metrik üblicherweise

a) für den Gaußschen Kanal:

$$45 \quad \lambda_k = \sum_{i=1}^N x_{k,i} \cdot Y_{k,i} \quad Y_{k,i} \in \mathbb{R} \quad (12a)$$

50 b) beim Rayleigh-Fading Kanal

$$55 \quad \lambda_k = \sum_{i=1}^N a_{k,i} x_{k,i} \cdot Y_{k,i} \quad (12b)$$

mit der Fadingamplitude $a_{k,i}$ verwendet. Gemäß der Erfahrung ist dann der Term B_k (Metrikzuschlag) für die beiden Fälle (12a und 12b)

$$60 \quad B_k = \frac{1}{E_s/N_0 \log e} \log \frac{P(u_k = 1)}{P(u_k = -1)} \quad (13)$$

65 für alle Zustände mit $u_k = +1$ hinzuzufügen, wobei mit E_s/N_0 das mittlere Signal-Rauschverhältnis bezeichnet ist. Bei Gl.(12b) ist also die Kenntnis des Fadingfaktors $a_{k,i}$ und bei den Termen B_k in Gl.(13) sind zusätzlich zu der Kenntnis des mittleren Signal-Rauschverhältnisses E_s/N_0 auch noch

$$u_k \cdot L_k = \log \frac{P(u_k=1)}{P(u_k=-1)} \quad (13a)$$

aus A-priori-, A-posteriori- oder sonstigen Informationen erforderlich. Ebenso ist in der beschriebenen Weise eine Normierung durchzuführen.

Gemäß der Erfindung werden somit durch die Steuerung des Viterbi-Algorithmus mit dem Metrikzuschlag B_k

$$\frac{u_k L_k}{L_{\alpha}} \quad \text{bzw.} \quad \frac{u_k L_k}{E_s/N_o \cdot \log e} \quad (13b)$$

die Zustände mit $u_k = +1$ voreingestellt.

Ist der Kanal schlecht, d. h. der Likelihood-Wert L_k bzw. das Signal-Rauschverhältnis E_s/N_o klein, wird die Informationsschätzung $u_k L_k$ wichtiger; bei gutem Kanal wird dagegen der Term B_k klein und die empfangenen Kanalwerte werden über den Metrik-Zuwachs λ_k wichtiger. Es wird also gemäß der Erfindung in optimaler Weise auch eine Balance zwischen Prädiktion und empfangenen Werten durchgeführt.

Nachstehend werden Möglichkeiten und Anwendungsbeispiele für die Ermittlung des Metrikzuschlages angegeben.

1) Es werden bekannte Trainingsbits eingestreut; für diese Bits ist dann:

$$B_k = \begin{cases} +\infty & u_k = +1 \\ -\infty & u_k = -1 \end{cases}$$

Hierbei ist ∞ der maximale Wert der im Decodierer gewählten Zahlendarstellung.

2) Bei einer A-priori-Kenntnis ist häufig bekannt, daß bestimmte Bits mit einer bestimmten Wahrscheinlichkeit $P(u_k = +1)$ auftreten; dann ist zu wählen.

$$u_k L_k = \log \frac{P(u_k = +1)}{1 - P(u_k = +1)}$$

3) Eine Korrelation zu vorherigen Datenrahmen stellt den häufigsten Anwendungsfall dar. Bei der PCM-Codierung, bei einer Sprachübertragung, beispielsweise im Mobilfunknetz D, bei einer Audioübertragung im neuen Hörrundfunksystem DAB, bei einer Bildübertragung beispielsweise bei zukünftigem, digitalem Fernsehen werden die Daten in Rahmen übertragen und rahmenweise codiert, wie beispielsweise in Fig. 2 schematisch dargestellt ist, wobei in Fig. 2 mit MSB das höchstwertige Bit und mit LSB das niedrigstwertige Bit bezeichnet sind.

In der schematischen Darstellung der Fig. 2a sind Übergangswahrscheinlichkeiten P_k bei korrelierten Binärzeichen wiedergegeben. Ist hierbei der vorherige Rahmen ($k-1$) bereits decodiert, d. h. die Daten $u_{k-1,1}$ sind bekannt, so kann bei bekannter Korrelationswahrscheinlichkeit P'_k der für den Metrikzuschlag (Basisturm) benötigte Wert berechnet werden. Somit kann der Metrikzuschlag bestimmt werden:

$$u_{k,l} \cdot L_{k,l} = u_{k-1,l} \cdot \log \frac{1 - P'_k}{P'_k} \quad (14)$$

In Fig. 3 ist als Beispiel der gemessene Übergangs-Likelihood-Wert L_k bei 5fach überabgetester Pulscodemodulation (PCM) dargestellt, wobei auf der Ordinate der Likelihood-Wert und auf der Abszisse der Index l des l-ten PCM-Bits eingetragen ist.

Noch genauere Werte lassen sich erzielen, wenn nicht der Viterbi-Algorithmus, sondern der in DE 39 10 739 C2 beschriebene SOV-Algorithmus verwendet wird. In diesem Fall steht dann vom vorherigen Rahmen nicht nur die Entscheidung $u_{k-1,1}$ sondern auch deren Likelihood-Wert $L_{k-1,1}$ zur Verfügung; hiermit wird dann erhalten:

5

10

15

20

25

30

35

40

45

50

55

60

65

$$u_{k,l} \cdot L_{k,l} = u_{k-1,l} \cdot \log \frac{1+e^{(L_{k-1,l} - L_k)}}{e^{L_{k-1,l}} + e^{L_k}} \quad (15)$$

5

bzw. als Näherung

$$10 \quad u_{k,l} \cdot L_{k,l} = u_{k-1,l} \cdot \min(L_{k-1,l}, L_k) \quad (16)$$

Dieser Wert wird dann in den Metrikzuschlag (Gl. 13b) eingesetzt. Das bedeutet, daß gemäß der Erfindung der Basiswert d. h. der Metrikzuschlag die Zuverlässigkeit der vorherigen Entscheidungen mit den statischen Korrelationen aufeinanderfolgender Quellenrahmen in optimaler Weise verbindet. Auch ist eine Verbindung mit anderen Apriori- oder Aposteriori-Informationen ohne weiteres möglich.

Diese Methode ist für jedes Quellenkompressionsverfahren verwendbar. Hierzu müssen nur die Korrelationen der Bits aufeinanderfolgender Quellenrahmen bekannt sein bzw. laufend geschätzt werden. Die Schätzung der Werte P_k^l kann auch rekursiv und adaptiv laufend geschehen. Hierzu werden aus K vorausgegangenen Rahmen die relativen Häufigkeiten von Wechselvorgängen der Bits $u_{k,l}$ geschätzt:

$$25 \quad P_k^l \approx \frac{\text{Zahl der Werte mit } u_{k-1,l} \cdot u_{k,l} = -1}{K} \quad (17)$$

bzw.

$$30 \quad L_k^l = \log \frac{\text{Anzahl der } u_{k-1,l} \cdot u_{k,l} = +1}{\text{Anzahl der } u_{k-1,l} \cdot u_{k,l} = -1} \quad (18)$$

in den letzten K Rahmen. Dabei kann eine progressive Gewichtung der kürzlich aufgetretenen Abweichungen erfolgen, um raschen Änderungen der Korrelation der Quellensignale folgen zu können.

4) Durch Iterationen bei verketteten (concatenated) Codesystemen oder bei Produktcodes kann die Decodierung nach den Entscheidungen der zweiten Stufe verbessert werden, wenn diese als Aposteriori-Informationen der ersten Stufe zugeführt werden.

Hierbei wird angenommen, daß der innere Code durch einen erweiterten Viterbi-Algorithmus (SOVA) decodierbar ist. Bei einer Stufen- bzw. Produktcode-Codierung werden, wie aus Fig. 5 zu ersehen ist, die empfangenen Codewerte y_k im inneren Decoder 1 decodiert, gegebenenfalls mit einem der eingangs unter a) bis c) beschriebenen Verfahren. Nach einer eventuell erforderlichen Spreizung (De-Interleaving) durch eine Spreizeinheit 1' stehen nach der Decodierung des äußeren Codes in dem äußeren Decodierer 2 "bessere" decodierte Werte u_k und deren Zuverlässiken L_k am Ausgang eines äußeren Re-Encoders 3 und eventueller Spreizung zur Verfügung. Damit wird der innere Decoder 1, dem jetzt die Metrikzuschläge (Basisterme) zur Verfügung stehen, entsprechend dem erfundungsgemäßen Verfahren erneut decodiert und so wird eine Iteration der Decodierung eingeleitet.

Diese Art Iteration ist besonders wirksam, wenn vom äußeren Decoder 2 und von dem Re-Encoder 3 gute Zuverlässiken geliefert werden. Dies ist beispielsweise dann der Fall, wenn der äußere Decoder 2 sicher decodiert, beispielsweise bei Reed-Solomon-Codes, die eine kleine Decodierfehler-Wahrscheinlichkeit aufweisen, oder dies ist auch dann der Fall, wenn der äußere Code zuverlässige Werte L_k liefert, wie beispielsweise bei Parity-Check Codes und orthogonalen Verfahren, die nach dem Verfahren von Battail aufbereitet sind, wie von G. Battail in "Coding for the Gaussian Channel: The Promise of Weighted-Output-Decoding" in INT. Journal of Satellite Communications, Bd. 7, Sten. 183 bis 192 (1989) beschrieben ist.

Anwendungen der beschriebenen Methode sind Produktcodes aus zwei Faltungscodes, Faltungs- und Parity-check-Codes, trelliscodierte Modulation und Faltungscodes sowie Reed-Solomon-Codes wie beim ESA/NASA Deep-Space Standard.

Nachstehend wird anhand einer bevorzugten Ausführungsform eine Verwendung des erfundungsgemäßen Verfahrens zur Erweiterung des Viterbi-Algorithmus im Hinblick auf eine Verbesserung einer Decodierung im Mobilfunknetz D beschrieben, welches nach dem GSM-Standard ausgelegt ist. Hierzu ist in Fig. 6 als Beispiel eine schematische Darstellung eines Fehlerschutz-diagramms für das "Full Rate-Codec" des Mobilfunknetzes D wiedergegeben. Hierbei sind im oberen Teil des Diagramms rahmenorganisierte Sprachdaten in drei Unterrahmen verschiedener Schutzwürdigkeit, nämlich in 50 Bits der Klasse 1a, in 132 Bits der Klasse 1b sowie 78 Bits der Klasse 2 aufgeteilt.

Die 50 Bits der Klasse 1a werden zunächst mittels eines Blockcodes in Form einer Paritätsprüfung codiert, indem im Diagramm der Fig. 8 3 Paritätsbits hinzugefügt werden. Die 132 Bits der Klasse 1b werden um 4 bekannte Abschlußbits erweitert. Die um die 4 Abschlußbits erweiterten 132 Bits der Klasse 1b werden sodann an die codierten 53 Bits der Klasse 1a angehängt und anschließend einer Faltungscodierung mit einer Rate $r =$

1/2 und einer Einflußlänge K = 5 unterworfen.

Wie dem unteren Teil des Diagramms in Fig. 6 zu entnehmen ist, werden schließlich die 78 Bits der Klasse 2 an die faltungscodierten Bits, in der dargestellten Ausführungsform an 378 Bits, angehängt und stellen somit in ihrer Gesamtheit die codierten Sprachdaten dar, deren Rahmen in dieser Form übertragen wird. Analog zu diesem Vorgehen wird eine Aufteilung des sogenannten "Half-Rate-Codec" verwendet.

Für beide Verfahren läßt sich die Decodierung nach dem erfundungsgemäßen Verfahren, wie nachstehend ausgeführt, verbessern. In Fig. 7 ist eine schematische Darstellung zur empfangsseitigen Realisierung eines Verfahrens hinsichtlich einer Verbesserung einer Decodierung im Mobilfunknetz D nach dem GSM-Standard wiedergegeben.

Bei der Decodierung des ersten Rahmens benutzt der Decoder 72 lediglich die Kanalwerte und erzeugt schließlich nach dem SOVA-Algorithmus (DE 39 10 739 C2) die Werte $u_{k-1,l}, L_{k-1,l}$. Für den nächsten Rahmen stehen diese Werte zusammen mit den Übergangswerten zur Ermittlung der Metrikzuschläge (Basiswerte) gemäß vorliegender Erfindung zur Verfügung.

In dem in Fig. 7 dargestellten empfangsseitigen Decoder werden von vorhergehenden Sprachrahmen Entscheidungen $u_{k-1,l}$ und die Güte dieser Entscheidungen $L_{k-1,l}$ für die 50 Prüfbits der Klasse 1a, d. h. für die Bits = 1 ... 50, für die in der Ausführungsform vorgesehenen 3 Bits l = 51, 52 und 53 sowie für die 132 Bits der Klasse 1b, nämlich für die Bits l = 54, ..., 185 abgelegt. Anschließend werden aus Übergangswerten u_k^l, L_k^l in einer Verknüpfungseinheit 71 beispielsweise durch die Operation

$$u'_{k,l} = u_k^l \cdot u_{k-1,l}$$

und

$$L'_{k,l} = \alpha \cdot \min\{L_{k-1,l}, L_k^l\}$$

mit einem Faktors $\alpha \leq 1$ neue Metrikzuschläge $u'_{k,l}, L'_{k,l}$ für eine neue Decodierung im Trellis eines Viterbi-Decoders eingestellt. Der Faktor α wird nahe bei 1 gewählt, wenn den vorherigen Werten vertraut wird, und näher bei 0, wenn ihnen mißtraut wird.

Mit neu empfangenen, zeitdiskreten Kanalwerten, die als Soft- oder Hard-Decisions eventuell mit Kanalzustandsinformationen vorliegen, und welche in einen sogenannten SOVA-(Soft-Output-VA)Viterbi-Decoder 72 eingegeben werden, wird anschließend eine SOVA-Viterbi-Decodierung durchgeführt, so daß an dessen Ausgang neue decodierte Werte $\hat{u}_{k,l}, \hat{L}_{k,l}$ anliegen. Anschließend werden beispielsweise durch Blockcodes geschützte Bits, in der wiedergegebenen Ausführungsform die Bits 1, ..., 53 durch eine Paritätsprüfung in der Einheit 73 einer Nachbesserung unterzogen, wobei für die durch eine Paritätsbeziehung verknüpften Bits

$$\prod_{i \in \{I_n\}} \hat{u}_i = 1$$

$$\hat{u}_i = \pm 1, n = 1, 2, 3$$

anschließend nachstehende Verbesserung eingestellt wird:

$$u_j L_j = \hat{u}_j \hat{L}_j + \prod_{\substack{i \in \{I_n\} \\ i \neq j}} \hat{u}_i \cdot \min_{\substack{i \in \{I_n\} \\ i \neq j}} \{ \hat{L}_i \}$$

für alle $j \in \{I_n\}$ mit $n = 1, 2, 3$.

Damit stehen sowohl für den Quellendecoder im Empfänger als auch für die Decodierung des nächsten Sprachrahmens neue Bits $u_{k,l}$ und deren Qualität $L_{k,l}$ zur Verfügung. Dies ist in Fig. 7 durch den am untersten Pfeil eingetragenen Hinweis "Zum Sprachdecoder und zur Speicherung für den nächsten Rahmen" angedeutet, welcher im prinzipiellen Ablauf dem in Fig. 7 oben wiedergegebenen Rahmen entspricht.

Patentansprüche

1. Verfahren zur quellengesteuerten Kanalcodierung durch Erweiterung des Viterbi-Algorithmus, dadurch gekennzeichnet, daß zur Bevorzugung bestimmter Informationsbits eine Anzahl Zustände, z. B. die Zustände mit $u_k = +1$, durch einen Metrikzuschlag B_k angehoben oder abgesenkt werden, über welchen Apriori- oder Aposteriori-Information vorliegt, und welcher aus der Wahrscheinlichkeit $P(u_k = 1)$ passend zu dem Metrikinkrement

$$\lambda_k = \sum_{i=1}^N a_{k,i} x_{k,i} y_{k,i}$$

ermittelt wird, nämlich

$$5 \quad B_k = \frac{u_k L_k}{L_{ok}}$$

bei einem binären symmetrischen Kanal (BSC) und

$$10 \quad B_k = \frac{u_k L_k}{E_s/N_0 \log e}$$

15 beim Gaußschen und Fadingkanal, wobei

$$20 \quad u_k L_k = \log \frac{P(u_k = +1)}{P(u_k = -1)}$$

ist, und E_s/N_0 das Signal-Rauschleistungsverhältnis (SNR) und

$$25 \quad L_{ok} = \log \frac{1 - P_{ok}}{P_{ok}}$$

mit der Fehlerwahrscheinlichkeit P_{ok} des binären symmetrischen Kanals (BSC) ist.

30 2. Verfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß der Wert $u_k L_k$ für bekannte oder für hart entschiedene Bits u_k ohne Qualitätsinformation L_k zu $u_k \cdot L_{max}$ gewählt wird, wobei der Likelihood-Wert L_{max} der implementationsabhängig größtmögliche Betrag der Recheneinheit des Metrikrechenwerks ist.
 3. Verfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß zur Ermittlung eines Likelihood-Wertes $L_{k,l}$ für eine rahmengebundene Übertragung das Produkt aus früheren Entscheidungen $u_{k-1,l}$ und früheren Likelihood-Werten $L_{k-1,l}$ und den Übergangswerten L_k^l entsprechend

$$40 \quad u_{k,l} \cdot L_{k,l} = u_{k-1,l} \cdot \log \frac{1 + e^{(L_{k-1,l} + L_k^l)}}{e^{L_{k-1,l}} + e^{L_k^l}}$$

bzw. als Näherung

$$45 \quad u_{k,l} \cdot L_{k,l} = u_{k-1,l} \cdot \min(L_{k-1,l}, L_k^l)$$

gewonnen wird.

50 4. Verfahren nach Anspruch 3, dadurch gekennzeichnet, daß zur Ermittlung der Übergangswerte ($L_{k,l}$) diese entsprechend

$$55 \quad L_k^l = \log \frac{\text{Anzahl der } u_{k-1,l} \cdot u_{k,l} = +1}{\text{Anzahl der } u_{k-1,l} \cdot u_{k,l} = -1}$$

laufend aus den letzten K-Werten an den entsprechenden Stellen der vorherigen Rahmen ermittelt werden, wobei die neuesten Werte vorzugsweise übergewichtet werden.

60 5. Verwendung des Verfahrens nach den Ansprüchen 1 bis 4 zur Verbesserung der Decodierung eines Stufen- oder Produktcodes bzw. einer Codierung mit innerem und äußerem Code, dadurch gekennzeichnet, daß die Informationsbits u_k und ihre Likelihood-Werte (L_k) nach einer Decodierung mit dem äußeren Code und einer eventuellen Spreizung als $u_k L_k$ zur Ermittlung des Metrikzuschlags (nach Anspruch 1) und damit zu einer erneuten iterativen Decodierung des inneren Codes herangezogen werden kann, wobei dann nach der Decodierung des äußeren Codes der ganze Vorgang iterativ wiederholt werden kann, und wobei für den Fall, daß der äußere Code ein Faltungscode ist, das recodierte Bit als

$$u_k' = \prod_{\substack{i \text{ für} \\ c_{k,i}=1}} \tilde{u}_{k-i}$$

5

und

$$L_k' = \min_{\substack{i \text{ für} \\ c_{k,i}=1}} \{\tilde{L}_{k-i}\}$$

10

15

bestimmt wird, wobei $c_{k,i} = \{0,1\}$ die Elemente der Generatormatrix des Codes sind.

6. Verwendung des Verfahrens nach den Ansprüchen 1 bis 4 zur Verbesserung einer Decodierung im D-Netz nach GSM-Standard, bei welchem sendeseitig rahmenorganisierte Sprachdaten in drei Unterrahmen verschiedener Schutzwürdigkeit, nämlich in Bits der Klassen 1a, 1b und 2, aufgeteilt werden; die so erhaltenen Daten der Klasse 1a zunächst mittels eines Blockcodes codiert werden;

20

sodann die Daten der Klasse 1b, die um Abschlußbits erweitert sind, an die codierten Bits der Klasse 1a angehängt werden und sodann einer Faltungscodierung unterworfen und übertragen werden,

25

dadurch gekennzeichnet, daß im empfangsseitigen Decoder von vorhergehenden Sprachrahmen Entscheidungen ($u_{k-1,i}$) und die Güte dieser Entscheidungen $L_{k-1,i}$ für die Bits der Klasse 1a, für die Prüfbits und für Bits der Klasse 1b abgelegt werden;anschließend aus den Übergangswerten ($u_k^l \cdot L_k'$) dann in einer Verknüpfungseinheit (71) durch die Operation

25

$$u_{k,l}' = u_k^l \cdot u_{k-1,l}$$

30

und

35

$$L_{k,l}' = \alpha \cdot \min \{L_{k-1,l}, L_k'\}$$

mit einem Faktors $\alpha \leq 1$ die neuen Metrikzuschläge (B_k) im Trellis des Viterbi-Decoders eingestellt werden, wobei sie für den ersten Rahmen null zu setzen sind, mit den neu empfangenen zeitdiskreten Kanalwerten anschließend eine SOVA oder normale Viterbi-Decodierung (72) durchgeführt wird und die neuen Werte $\hat{u}_{k,l} \cdot \hat{L}_{k,l}$ bzw. $u_{k,l} \cdot L_{\max}$ geliefert werden, und für die durch Blockcodes geschützten Bits noch eine Nachbesserung (73) möglich ist, wobei für die durch die Paritätsbeziehung verknüpften Bits

40

$$\prod_{i \in \{l\}} \hat{u}_i = 1$$

45

$$\hat{u}_j = \pm 1; n = 1, 2, 3$$

50

die nachfolgende Verbesserung eingestellt wird:

$$u_j L_j = \hat{u}_j \hat{L}_j + \prod_{\substack{i \in \{l\} \\ i \neq j}} \hat{u}_{ji} \cdot \min_{\substack{i \in \{l\} \\ i \neq j}} \{\hat{L}_i\}$$

55

für alle $j \in \{l_n\}$ mit $n = 1, 2, 3$

60

so daß für den Quellendecoder (im Empfänger) und für die Decodierung des nächsten Sprachdatenrahmens die neuen Bits ($u_{k,l}$) und ihre Qualität ($L_{k,l}$) zur Verfügung stehen.

7. Verfahren zur weiteren Verbesserung der Codierung nach den Ansprüchen 5 oder 6, dadurch gekennzeichnet, daß nach einer verallgemeinerten Blockcodierung eine erneute iterative Viterbi-Decodierung des gerade aktuellen Rahmens durchgeführt wird, wobei für die Bits der Klasse 1a und den hinzugefügten Prüfbits neue Basiswerte eingestellt werden, wobei dies auch für den ersten Rahmen möglich ist.

65

Hierzu 3 Seite(n) Zeichnungen

Fig. 1

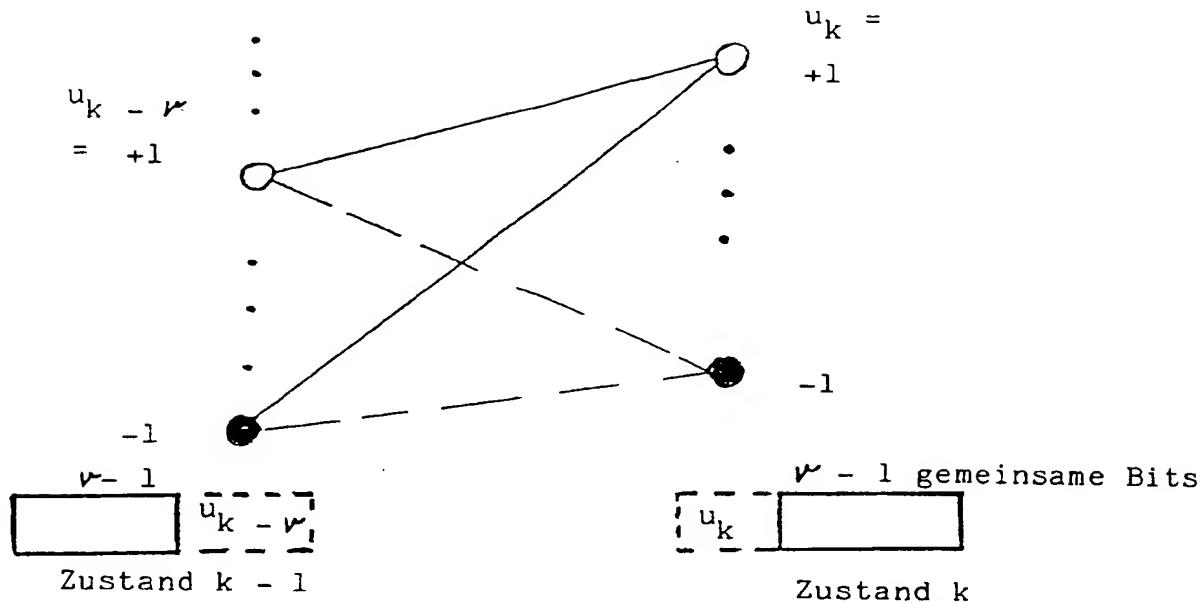


Fig. 2

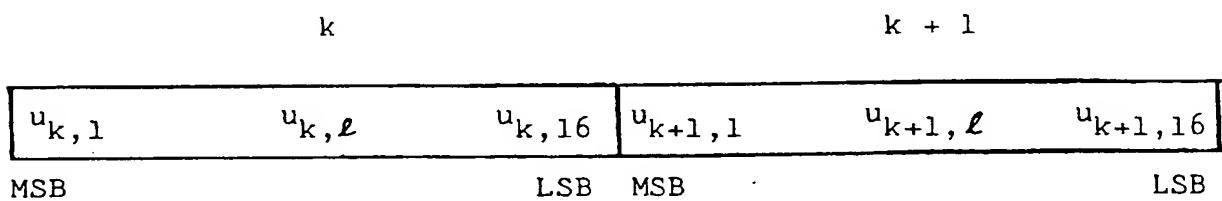


Fig. 2a

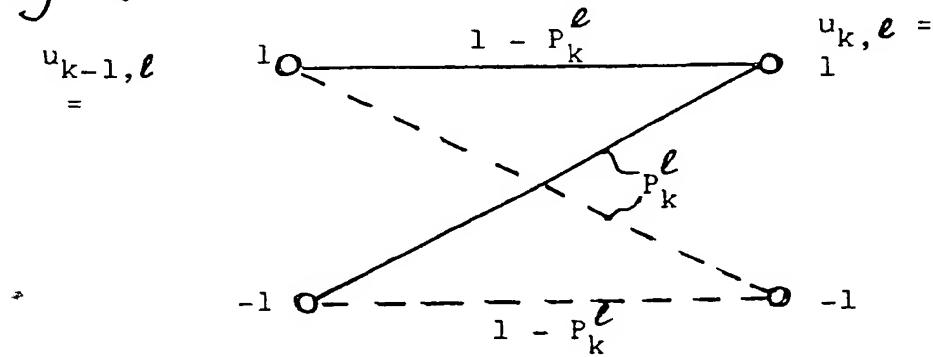


Fig. 3

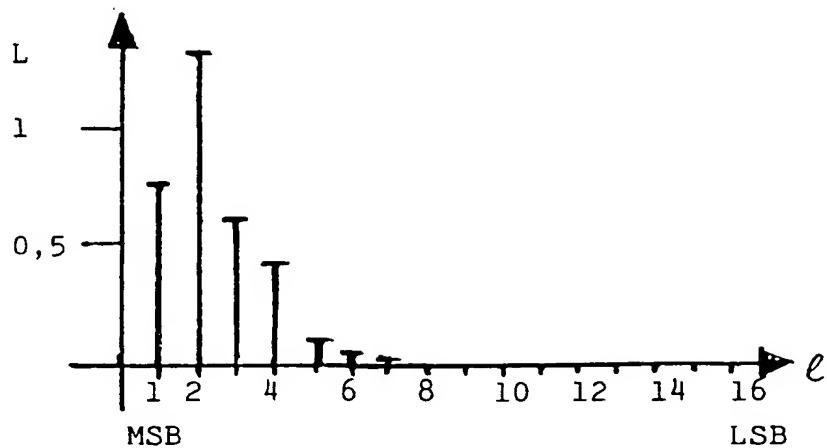


Fig. 4

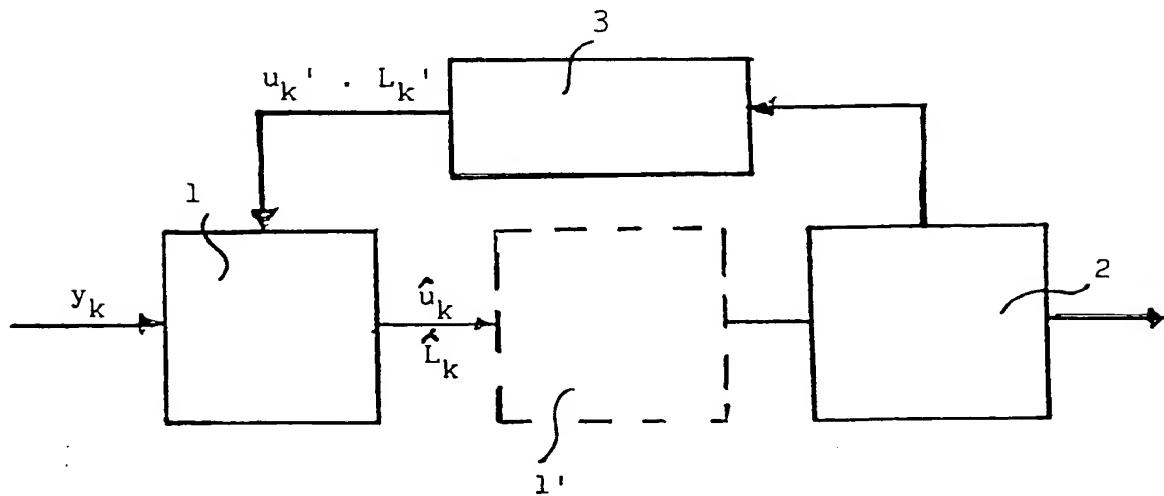


Fig. 5

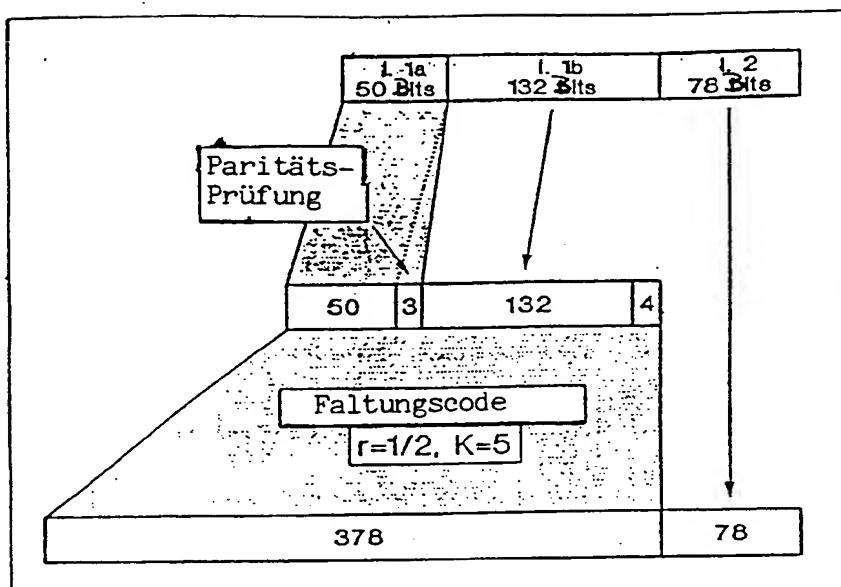
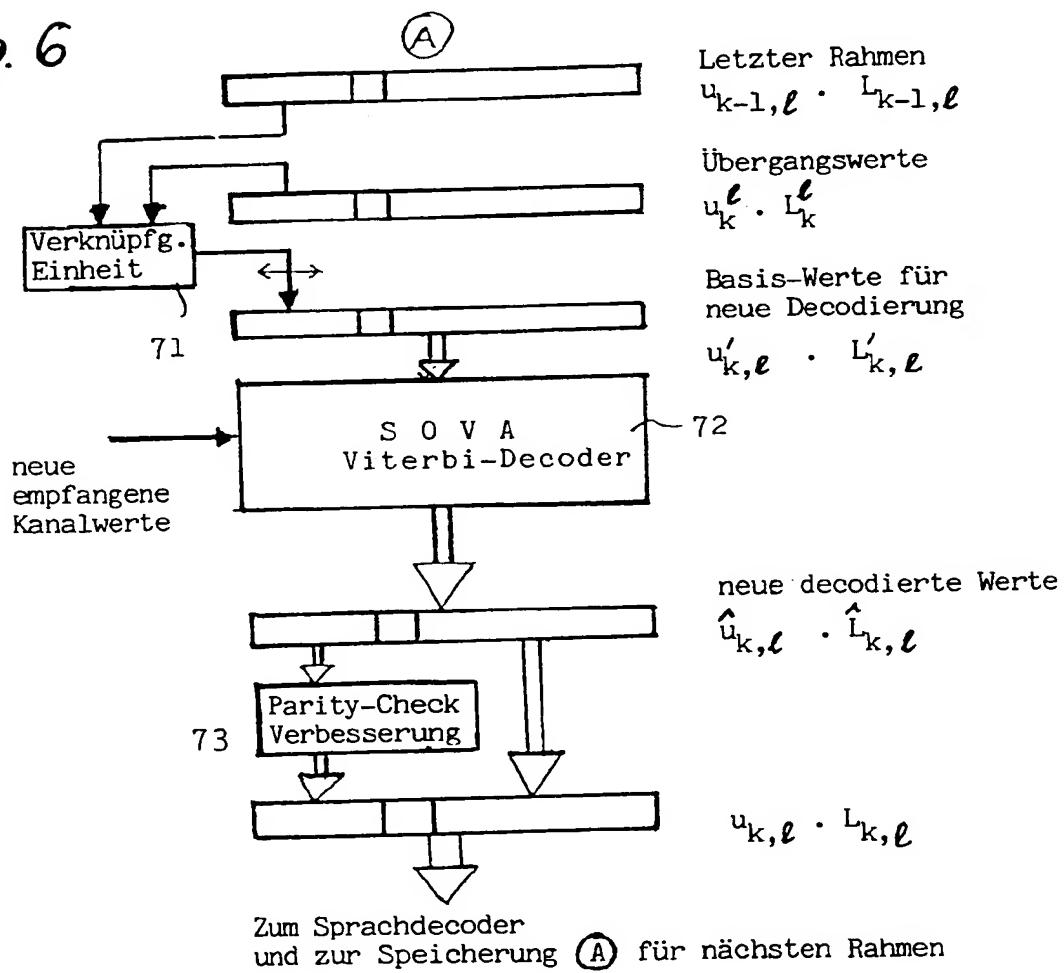


Fig. 6



**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- BLACK BORDERS**
- IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES**
- FADED TEXT OR DRAWING**
- BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING**
- SKEWED/SLANTED IMAGES**
- COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS**
- GRAY SCALE DOCUMENTS**
- LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT**
- REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY**
- OTHER:** _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.

THIS PAGE BLANK (USPTO)